VISIT…

ご注意：この日本語データシートは参考資料として提供しており、内容が最新でない場合があります。製品のご検討およびご採用に際しては、必ず最新の英文データシートをご確認ください。

2000 年 8 月

National Semiconductor

LM4701

Overture™ オーディオ・パワーアンプ・シリーズ
30W オーディオ・パワーアンプ（ミュート、スタンバイ・モード付き）

概要

LM4701 は、8Ω 負荷に対して、0.1%以下の全高調波歪 (THD＋N) で、連続平均電力 30W を出力する能力があるオーディオ・パワーアンプです。

LM4701 は、スムース・フェードイン・フェードアウトのミュート機能と、外部ロジックでコントロールできる省電力スタンバイ・モードを備えています。

SPiKe 保護 (Self Peak Instantaneous Temperature (̊Ke)) 回路により、ディスクリートやハイブリッドのアンプより優れたダイナミック SOA(Safe Operating Area) 保護を行います。**SPiKe** 保護は、過電圧、低電圧、さらに、電源への短絡、熱暴走、瞬間的温度上昇等を含む過負荷に対して、出力が保護されていることを意味します。

主な仕様

- 1kHz 時、8Ω 負荷への連続平均出力電力が 25W のときの THD＋N 0.1% (max)
- 20Hz ～ 20kHz で、8Ω 負荷への連続平均出力電力が 30W のときの THD＋N 0.08% (typ)
- スタンバイ電流 2.1mA (typ)

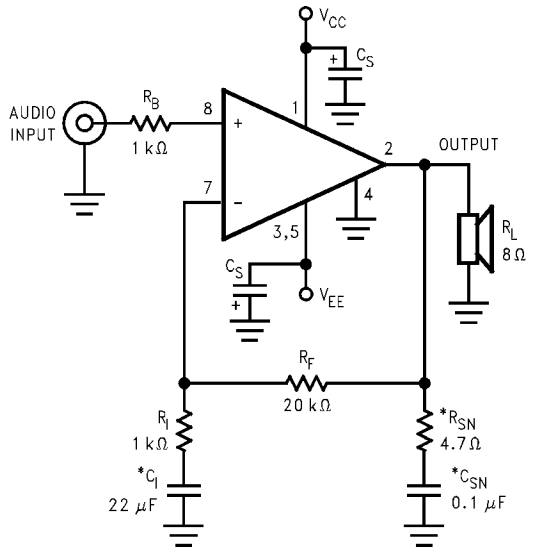
特長

- **SPiKe** 保護
- 少ない外付け部品
- フェードイン / フェードアウトのミュート機能
- 省電力スタンバイ・モード
- 非絶縁 9 ピン TO-220 パッケージ
- 広電源電圧範囲 : 20V ～ 66V

アプリケーション

- テレビ
- コンポーネント・ステレオ
- ミニ・コンポ

代表的なアプリケーション

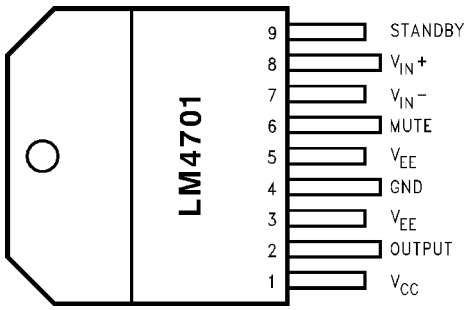


* 設計条件等により必要となります。

FIGURE 1. Typical Audio Amplifier Application Circuit

ピン配置図

Plastic Package



Top View

Order Number LM4701T
See NS Package Number TA9A
For Staggered Lead Non-Isolated Package
Only a 9-Pin Package

SPiKe™ および Overture™ はナショナル セミコンダクター社の商標です。

© National Semiconductor Corporation

Printed in Japan NSJ 8/2001

絶対最大定格 (Note 4、5)

本データシートには車用・航空宇宙用の規格は記載されていません。関連する電気的信頼性試験方法の規格を参照下さい。

電源電圧 $\|V_{CC}\| + \|V_{EE}\|$ (無信号時)	66V
電源電圧 $\|V_{CC}\| + \|V_{EE}\|$ (信号時)	64V
同相入力電圧範囲	V_{CC} ～ V_{EE}
	ただし $\|V_{CC}\| + \|V_{EE}\| \leqq 60V$
差動入力電圧	60V
出力電流	内部制限
消費電力 (Note 6)	62.5W
ESD 定格 (Note 7)	2000V
最大接合部温度 (Note 8)	+ 150 ℃
熱抵抗	
θ_{JC}	1.8 ℃ /W
θ_{JA}	43 ℃ /W
リード温度	
TF パッケージ (ハンダ付け、10 秒)	260 ℃
保存温度範囲	− 40 ℃≦ T_A ≦+ 150 ℃

動作定格 (Note 4、5)

温度範囲	
$T_{MIN} \leqq T_A \leqq T_{MAX}$	− 20 ℃≦ T_A ≦+ 85 ℃
電源電圧 $\|V_{CC}\| + \|V_{EE}\|$ (Note 1)	20V ～ 64V

電気的特性 (Note 4、5)

特記のない限り、V_{CC} =+ 28V、V_{EE} =− 28V、R_L = 8Ω です。 リミット値は T_A = 25 ℃で適用されます。

Symbol	Parameter	Conditions	LM4701		Units
			Typical (Note 9)	Limit (Note 10)	(Limits)
$\|V_{CC}\| + \|V_{EE}\|$	Power Supply Voltage	GND − V_{EE} ≧ 9V	18	20	V (min)
	(Note 11)			64	V (max)
P_O (Note 3)	Output Power (Continuous Average)	THD + N = 0.1% (max), f = 1 kHz R_L = 8Ω, $\|V_{CC}\| = \|V_{EE}\|$ = 28V	30	25	W/ch (min)
		R_L = 4Ω, $\|V_{CC}\| = \|V_{EE}\|$ = 20V (Note 13)	22	15	W/ch (min)
THD + N	Total Harmonic Distortion Plus Noise	30W/ch, R_L = 8Ω, 20 Hz ≦ f ≦ 20 kHz, A_V = 26 dB	0.08		%
SR (Note 3)	Slew Rate	V_{IN} = 1.414 Vrms, t_{rise} = 2 ns	18	12	V/μs (min)
I_{TOTAL} (Note 2)	Total Quiescent Power Supply Current	V_{CM} = 0V, V_O = 0V, I_O = 0 mA Standby: Off	25	40	mA (max)
		Standby: On	2.1		mA
Standby Pin					
V_{IL}	Standby Low Input Voltage	Not in Standby Mode		0.8	V (max)
V_{IH}	Standby High Input Voltage	In Standby Mode	2.0	2.5	V (min)
Mute Pin					
V_{IL}	Mute Low Input Voltage	Output Not Muted		0.8	V (max)
V_{IH}	Mute High Input Voltage	Output Muted	2.0	2.5	V (min)
A_M	Mute Attenuation	V_{PIN8} = 2.5V	115	80	dB (min)
V_{OS} (Note 2)	Input Offset Voltage	V_{CM} = 0V, I_O = 0 mA	2.0	15	mV (max)
I_B	Input Bias Current	V_{CM} = 0V, I_O = 0 mA	0.2	0.5	μA (max)
I_{OS}	Input Offset Current	V_{CM} = 0V, I_O = 0 mA	0.002	0.2	μA (max)
I_O	Output Current Limit	$\|V_{CC}\| = \|V_{EE}\|$ = 10V, t_{ON} = 10 ms, V_O = 0V	3.5	2.9	A_{PK} (min)
V_{OD}	Output Dropout Voltage	$\|V_{CC} - V_O\|$, V_{CC} = 20V, I_O =+ 100 mA	1.8	2.3	V (max)
(Note 2)	(Note 12)	$\|V_O - V_{EE}\|$, V_{EE} =− 20V, I_O =− 100 mA	2.5	3.2	V (max)

電気的特性 (Note 4、5)（つづき）

特記のない限り、V_{CC} =＋ 28V、V_{EE} =－ 28V、R_L = 8Ω です。 リミット値は T_A = 25 ℃で適用されます。

Symbol	Parameter	Conditions	LM4701		Units (Limits)
			Typical (Note 9)	Limit (Note 10)	
PSRR (Note 2)	Power Supply Rejection Ratio	V_{CC} = 30V to 10V, V_{EE} =－ 30V, V_{CM} = 0V, I_O = 0 mA	115	85	dB (min)
		V_{CC} = 30V, V_{EE} =－ 30V to － 10V V_{CM} = 0V, I_O = 0 mA	110	85	dB (min)
CMRR (Note 2)	Common Mode Rejection Ratio	V_{CC} = 35V to 10V, V_{EE} =－ 10V to － 35V, V_{CM} = 10V to － 10V, I_O = 0 mA	110	80	dB (min)
A_{VOL} (Note 2)	Open Loop Voltage Gain	R_L = 2 kΩ, ΔV_O = 30V	110	90	dB (min)
GBWP	Gain-Bandwidth Product	f_O = 100 kHz, V_{IN} = 50 mVrms	7.5	5	MHz (min)
e_{IN} (Note 3)	Input Noise	IHF — A Weighting Filter R_{IN} = 600Ω (Input Referred)	2.0	8	μV (max)
SNR	Signal-to-Noise Ratio	P_O = 1W, A-Weighted, Measured at 1 kHz, R_S = 25Ω	98		dB
		P_O = 25W, A-Weighted Measured at 1 kHz, R_S = 25Ω	108		dB

Note 1: 動作は 64V まで保証されますが、熱条件が適切でない場合、SPiKe 保護回路により、歪みが悪くなる場合があります。詳細は、アプリケーション情報を参照してください。

Note 2: DC テスト。テスト回路＃1 を参照。

Note 3: AC テスト。テスト回路＃2 を参照。

Note 4: 特記のない限り、すべての電圧は、GND ピン (pin7) を基準にして測定されます。

Note 5: 絶対最大定格とは、IC に破壊が発生する可能性のある制限値をいいます。動作定格とは IC が動作する条件を示し、特定の性能リミット値を保証するものではありません。電気的特性では、AC、DC のリミット値が示され、特定のテスト条件で保証されます。このことは、デバイスが動作定格内にあると仮定しています。リミット値が規定されていないパラメータは、保証されませんが、代表値 (Typical) が、デバイスのパラメータを示す指標になります。

Note 6: 25 ℃以上のケース温度では、最大接合部温度 T_J = 150 ℃と、接合部 - ケース間熱抵抗 θ_{JC} = 1.8 ℃ /W でディレーティングしなければなりません。**アプリケーション情報**の「正しいヒートシンクの選択」を参照下さい。

Note 7: ESD は人体モデルに基づき 100pF のコンデンサから、1.5kΩ を通し各端子に放電させます。

Note 8: 最大動作接合部温度は 150 ℃ですが、瞬間安全動作領域温度は 250 ℃です。

Note 9: 代表値は、25 ℃で測定され、標準の値です。

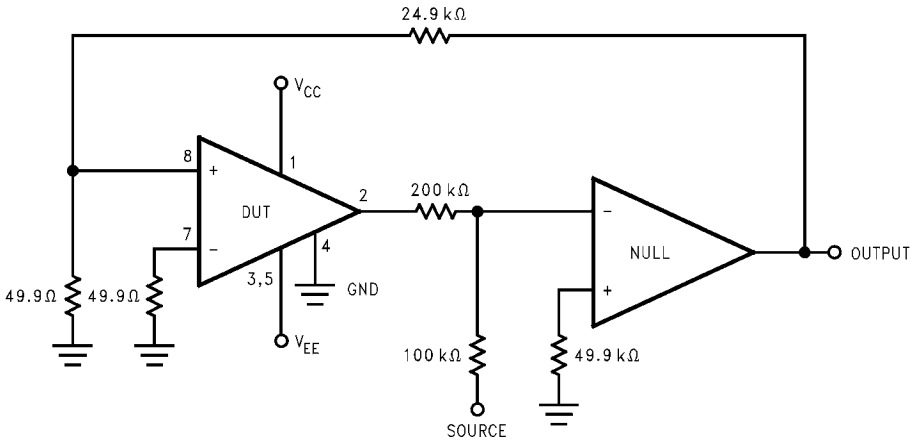
Note 10: リミット値は、全部品製造検査により規定値を満たしていることを保証しています。

Note 11: 低電圧ロックアウト回路をディスエーブルするため、V_{EE} 電位は少なくともグラウンド電位を基準に－ 9V 以上なくてはなりません。また、V_{CC} と V_{EE} 間の電位差も 14V 以上なければなりません。

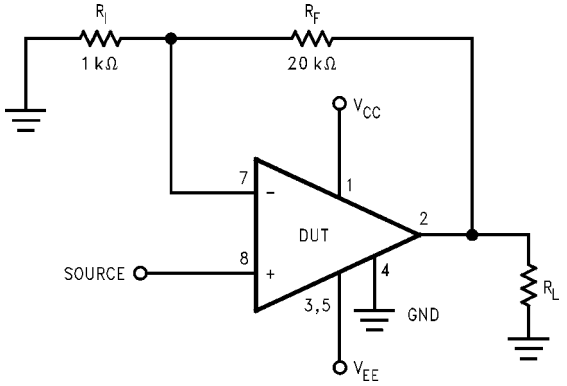
Note 12: 出力ドロップアウト電圧 V_{OD} は、電源電圧から、クリップ電圧を引いた値です。**代表的な性能特性**のクリップ電圧 vs 電源電圧のグラフを参照下さい。

Note 13: ± 20V の電源電圧で 4Ω 負荷の時、LM4701 は、0.1%以下の THD ＋ N で、平均出力電力 22W(typ) を出力できます。± 20V 以上の電源電圧では、出力トランジスタの電流制限のため、4Ω 負荷に対して 22W 以上出力できません。 つまり、± 20V 以上の電源電圧では、内部電力損失が増加するだけで、出力電力は大きくなりません。**アプリケーション情報**に説明されるように、内部電力損失が増加すると、より大きなヒートシンクを必要とします。

テスト回路 #1 (Note 2) (DC テスト回路)



テスト回路 #2 (Note 3) (AC テスト回路)



ブリッジアンプ応用回路

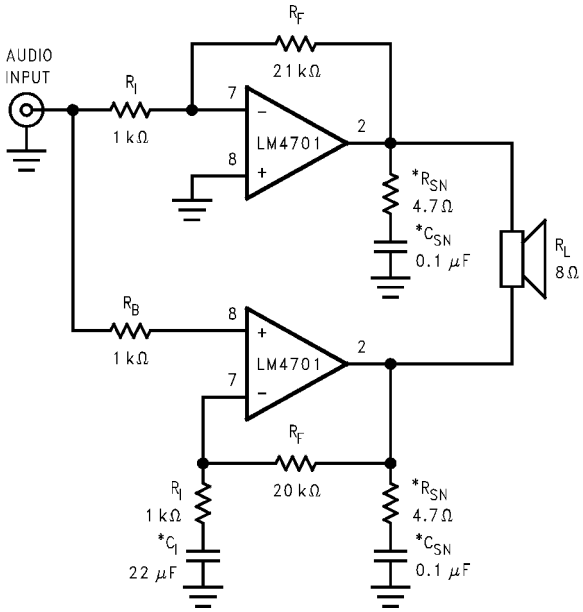


FIGURE 2. Bridged Amplifier Application Circuit

単一電源応用回路

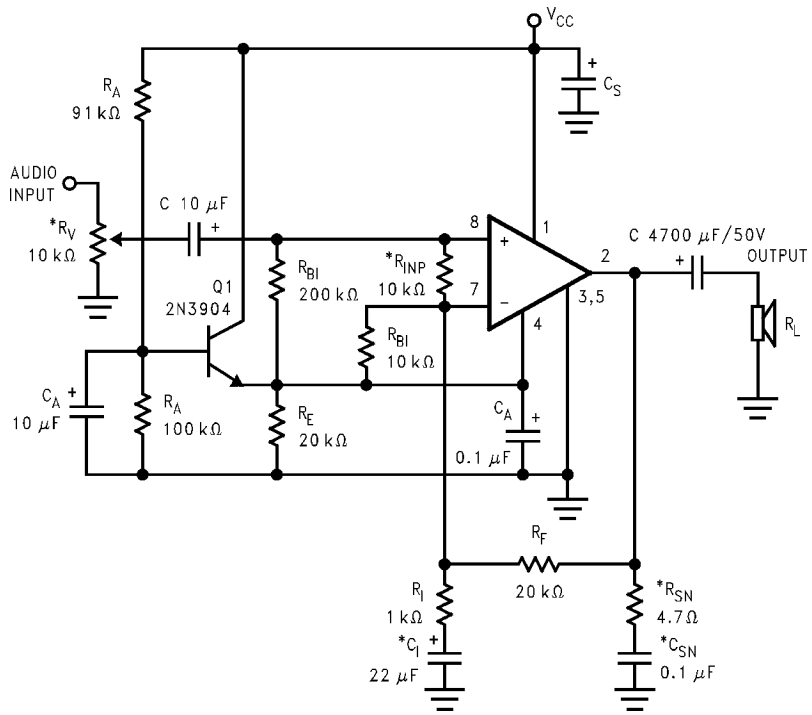


FIGURE 3. Single Supply Amplifier Application Circuit

応用回路例

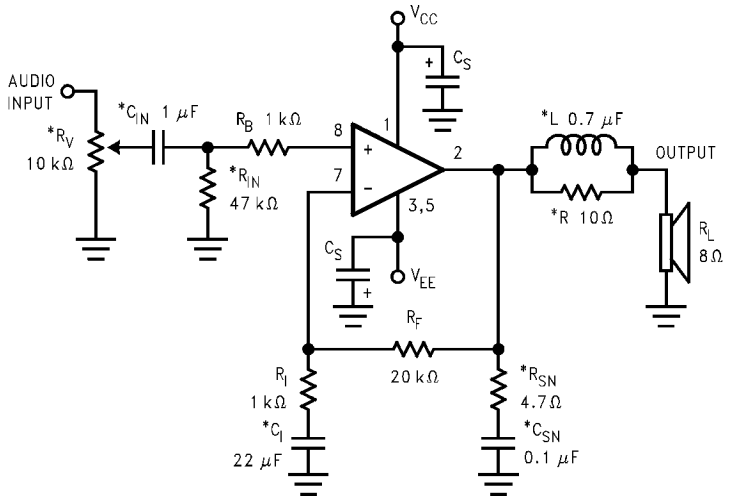
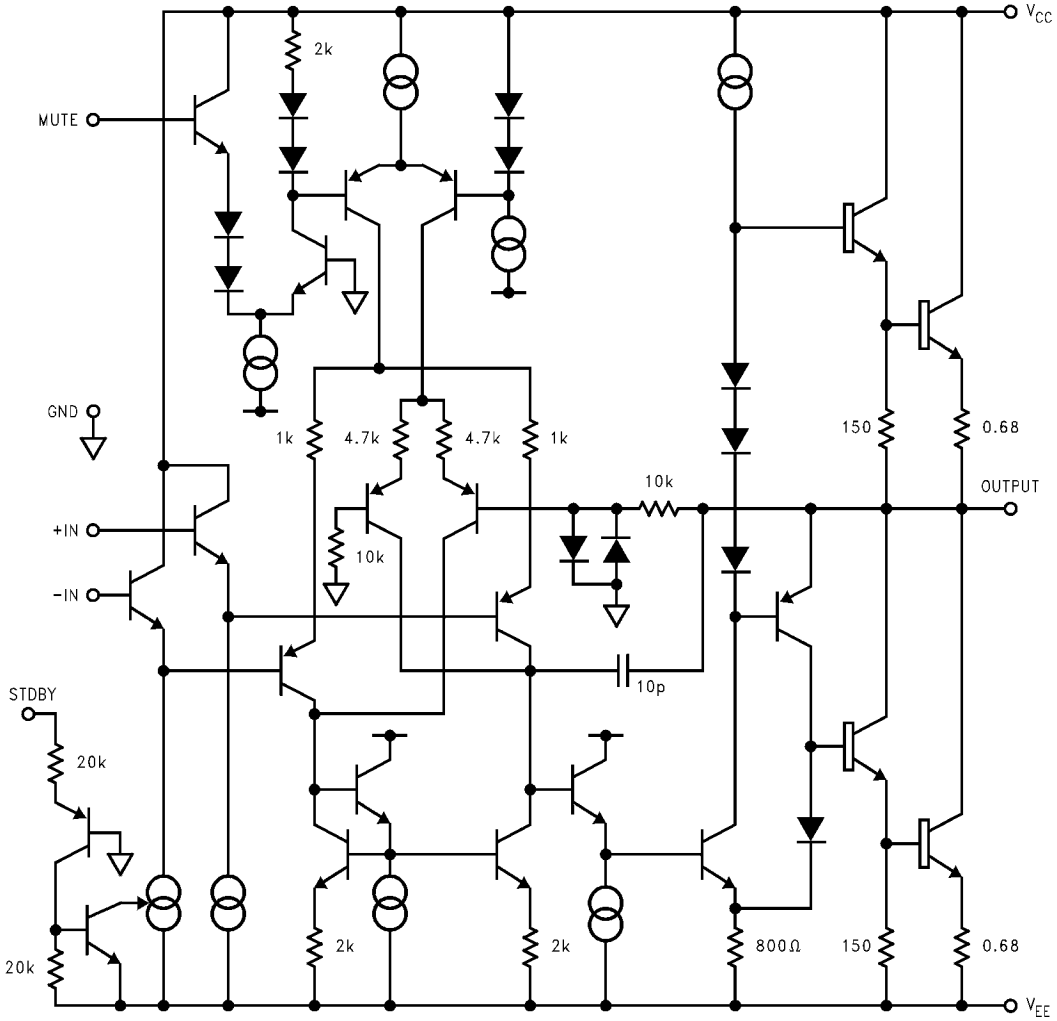


FIGURE 4. Auxillary Amplifier Application Circuit

等価回路 (Excluding Active Protection Circuitry)



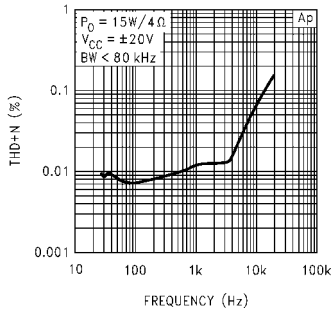
外付け部品の説明

部品		機能の説明
1	R_B	低電圧ロックアウト回路がオフのとき、低入力インピーダンスのため、パワーダウン時に、負荷へ流れ込むおそれのある電流が、アンプの非反転入力より入り込むのを防ぎます。この現象は、電源電圧が 1.5V より低いとき起きます。
2	R_I	R_F とともに AC ゲインを設定する反転入力抵抗。また、C_I とともに $f_C = 1/(2\pi R_1 C_1)$ のハイパス・フィルタを構成します。
3	R_F	R_I とともに AC ゲインを設定するフィードバック抵抗。
4	C_I (Note 14)	DC でユニティ・ゲインを設定するフィードバック・コンデンサ。
5	C_S	電源のフィルタおよびバイパスとして働きます。バイパス・コンデンサの適切な配置と選択については、「電源のバイパス」の項を参照して下さい。
6	R_V (Note 14)	入力端子電圧レベルを設定することにより、ボリューム・コントロールとして機能します。
7	R_{IN} (Note 14)	回路で C_{IN} を使用するとき、アンプの入力端子の DC バイアスを設定します。また、$f_C = 1/(2\pi R_{IN} C_{IN})$ のハイパス・フィルタを C_{IN} とともに形成します。Figure 4 を参照して下さい。
8	C_{IN} (Note 14)	入力信号の DC オフセットをカットする入力コンデンサ。
9	R_{SN} (Note 14)	C_{SN} とともに高周波発振を除去するポールをつくることによって出力段を安定化させます。$f_C = 1/(2\pi R_{SN} C_{SN})$。Figure 4 を参照して下さい。
10	C_{SN} (Note 14)	R_{SN} とともに高周波発振を除去するポールをつくることによって出力段を安定化させます。
11	L (Note 14)	R で大きな容量性負荷をデカップリングし、直列共振回路の Q を下げるため、高周波で L は高インピーダンスになります。他方、R を短絡してオーディオ信号を負荷へ通すため、低周波では、L は低インピーダンスになります。Figure 4 を参照して下さい。
12	R (Note 14)	
13	R_A	単電源動作で、トランジスタ Q1 に DC 電圧のバイアスを与えます。
14	C_A	単電源動作で、バイアス・フィルタとして動作します。
15	R_{INP} (Note 14)	単電源動作で、アンプの入力ピン間の電圧差を制御します。R_{INP} の機能のもっと詳細な説明に関しては、アプリケーションの「クリックとポップ」の項を参照して下さい。
16	R_{BI}	単電源動作の入力バイパス電流を供給します。R_{BI} の機能のもっと詳細な説明に関しては、アプリケーションの「クリックとポップ」の項を参照して下さい。
17	R_E	単電源動作時の、トランジスタ Q1 の DC バイアス電流を定めます。この抵抗は、C_A とともに中間電位ポイントを安定させます。

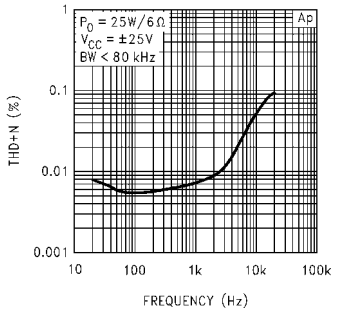
Note 14: アプリケーションによって使用する、オプション部品です。

代表的な性能特性

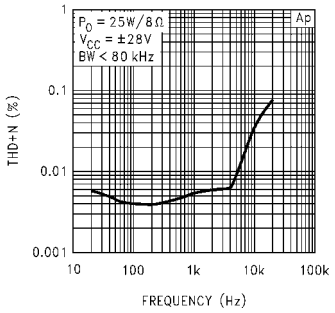
THD + N vs Frequency



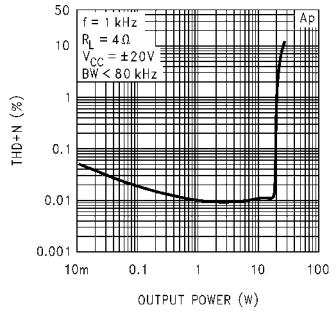
THD + N vs Frequency



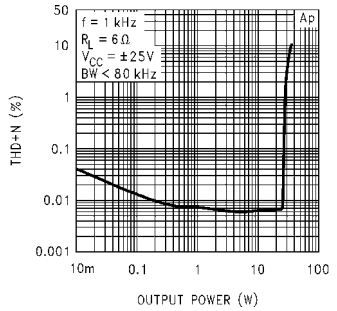
THD + N vs Frequency



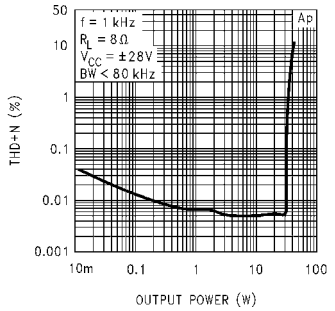
THD + N vs Output Power



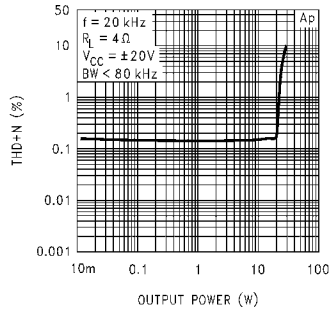
THD + N vs Output Power



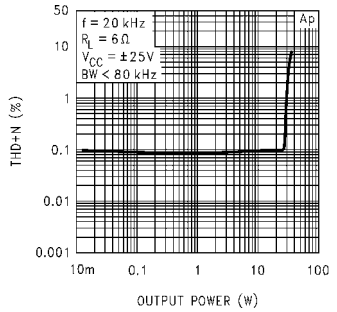
THD + N vs Output Power



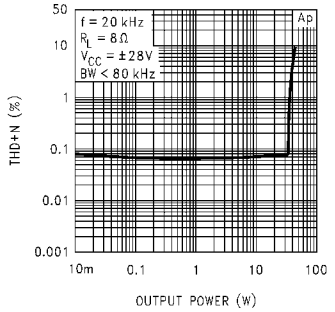
THD + N vs Output Power



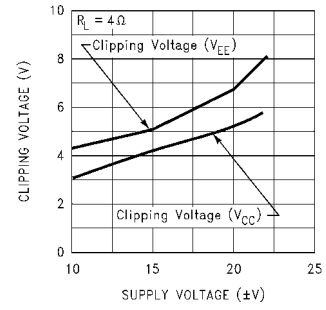
THD + N vs Output Power



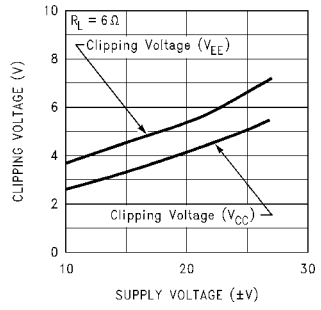
THD + N vs Output Power



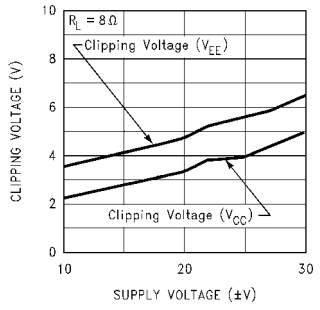
Clipping Voltage vs Supply Voltage



Clipping Voltage vs Supply Voltage

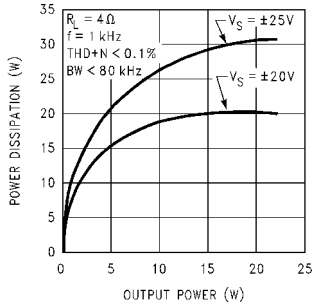


Clipping Voltage vs Supply Voltage

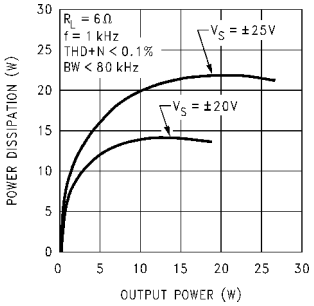


代表的な性能特性（つづき）

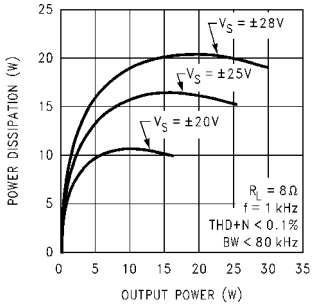
Power Dissipation vs Output Power



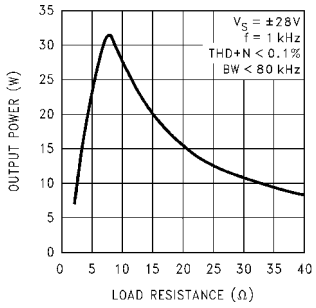
Power Dissipation vs Ouput Power



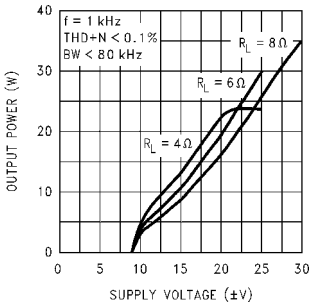
Power Dissipation vs Output Power



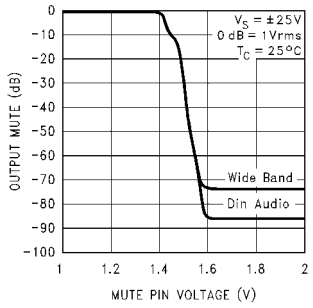
Output Power vs Load Resistance



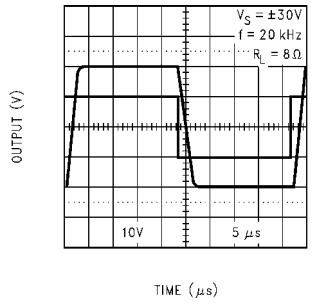
Output Power vs Supply Voltage



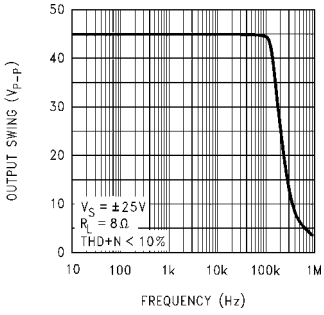
Output Mute vs Mute Pin Voltage



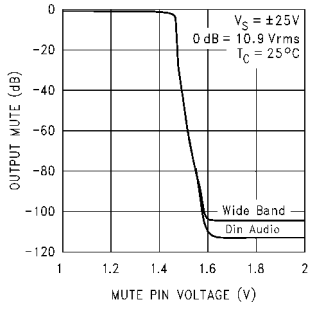
Pulse Response



Large Signal Response

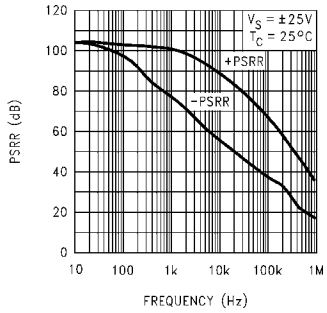


Output Mute vs Mute Pin Voltage

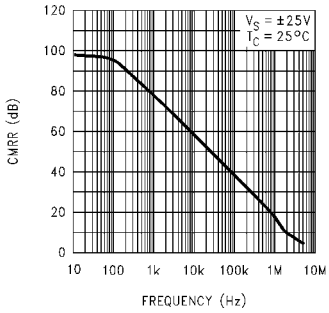


代表的な性能特性（つづき）

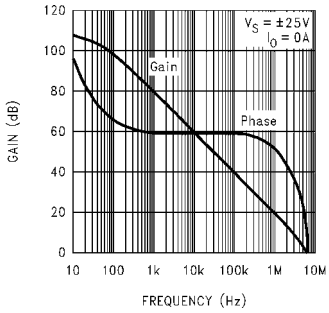
Power Supply Rejection Ratio



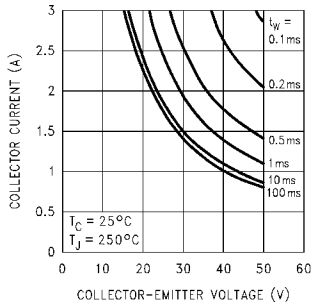
Common-Mode Rejection Ratio



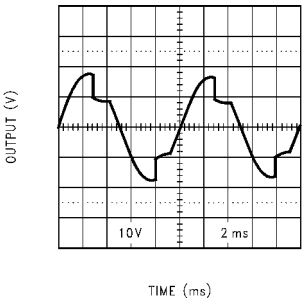
Open Loop Frequency Response



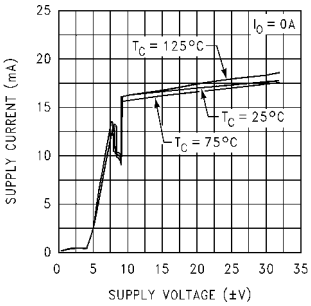
Safe Area



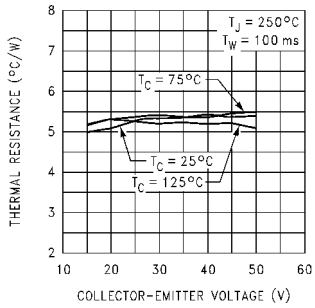
Spike Protection Response



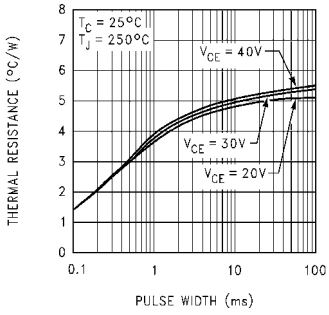
Supply Current vs Supply Voltage



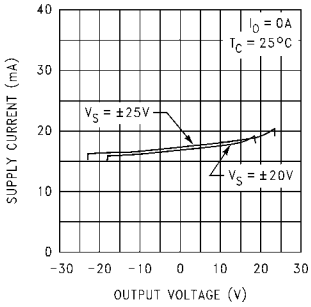
Pulse Thermal Resistance



Pulse Thermal Resistance

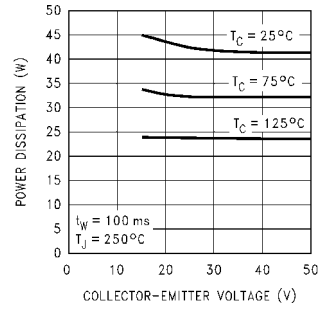


Supply Current vs Output Voltage

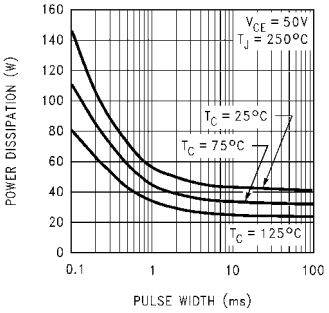


代表的な性能特性（つづき）

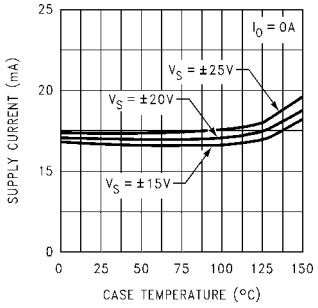
Pulse Power Limit



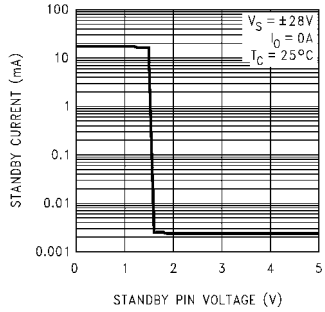
Pulse Power Limit



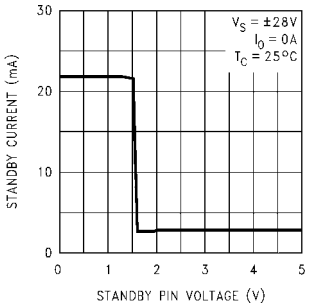
Supply Current vs Case Temperature



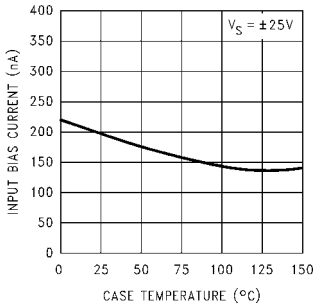
Standby Current (I_{CC}) vs Standby Pin Voltage



Supply Current (I_{EE}) vs Standby Pin Voltage



Input Bias Current vs Case Temperature



アプリケーション情報

ミュート・モード

ロジック “High” の電圧をミュート・ピンに印加すると、アンプへの入力信号はミュートされます。ミュート・ピンをオープンにするか、ロジック “Low” にすると、アンプは非ミュート・モードになります。ミュート減衰率とミュート・ピンの電圧の関係については、**代表的な性能特性**の項を参照して下さい。

スタンバイ・モード

LM4701 のスタンバイ・モードにより、アンプの待機状態の電力消費を大幅に減らすことができます。スタンバイ・ピンにロジック “ High ” の電圧を印加すると、アンプはスタンバイ・モードになります。このモードでは、V_{CC} 電源から引き込まれる電流は、代表値で 10μA 以下です。V_{EE} 電源からはき出される電流は代表値で 2.1mA です。これで明らかなように、スタンバイ・モードを利用すると、待機状態の電力消費が大幅に低減します。スタンバイ・ピンの電圧の関係を示す特性曲線については、**代表的な性能特性**の項を参照して下さい。

低電圧保護

システムが立ち上がると、低電圧保護回路は、LM4701 の電源投入時、電源とそれに対応するコンデンサがそれらの最終値の近くまで立ち上がる余裕を与え、DC 出圧スパイクが発生しないようにします。電源遮断時には、電源よりも前に、LM4701 の出力をグラウンドまで落として、システムの終了時にトランジェントが起きないようにします。

過電圧保護

LM4701 は、出力電流を約 3.5A(ピーク) に制限し、内部クランプ・ダイオードを使用しないで、電圧クランプを行う過電圧保護回路を内蔵しています。しかし、クランプ効果は全く同じで、出力トランジスタは、交互に大きな電流スパイクをシンクするように設計されています。

SPiKe 保護

LM4701 の、パワー・トランジスタ・アレイは、瞬間ピーク温度のストレスから保護されています。**代表的な性能特性**の項の Safe Area のグラフに、**SPiKe** 保護回路がイネーブルされていないデバイス動作領域が示されています。 Safe Area のグラフの右の波形は、ダイナミック保護回路がイネーブルされたとき、どのように波形が歪むかを示しています。

熱保護

LM4701 は、デバイスへの長期的熱ストレスを防ぐための優れた熱保護機構を備えています。ダイの温度が 165 ℃に達すると、LM4701 はシャットダウンします。 ダイの温度が約 155 ℃に下がると、再び動作を開始しますが、温度が再度上昇し始めると、165 ℃で再びシャットダウンします。したがって、異常状態が一時的なものであれば、デバイスは相対的に高い温度まで上がることができますが、継続的な場合は、デバイスがシュミット・トリガのようにサーマル・シャットダウンの温度範囲の 165 ℃と 155 ℃のあいだを巡回します。 これにより、熱サイクルによる IC へのストレスを大幅に減らし、他方、継続的な異常状態での信頼性を改善します。

アプリケーション情報（つづき）

ダイの温度は直接ヒートシンクに依存するので、**「正しいヒートシンクの選択」**の項で論じられているように、正常な動作中にサーマル・シャットダウンが起きないように選びます。コストとスペースの制約のもとで可能な最良のヒートシンクを使えば、半導体パワー・デバイスの長期信頼性が向上します。

最大消費電力の決定

IC パッケージでの電力損失は非常に重要なパラメータで、最適な出力電力を得るには、完全な理解が必要です。最大電力損失 (P_D) の計算が正しくないと、不適切なヒートシンクを使い、サーマル・シャットダウン回路が動作し、出力電力を制限してしまいます。

式 (1) は、V_{CC} を全電源電圧として、アンプでの理論的最大消費電力ポイントを例示しています。

$$P_{DMAX} = V_{CC}^2/2\pi^2R_L \quad (1)$$

このように、全電源電圧と定格出力負荷がわかれば、最大消費電力を計算できます。式 (1) から得られる理論的な消費電力だけでなく、実際の消費電力の範囲を示している、**代表的な性能特性**の項の消費電力と出力電力の関係のグラフを参照して下さい。

正しいヒートシンクの選択

ハイパワー・オーディオアンプのヒートシンクは、通常の環境で熱保護回路が動作しないようなレベルにダイの温度を保つように選択します。

ダイ (接合部) から外側の空気 (周囲) への熱抵抗は 3 つの熱抵抗 (θ_{JC}、θ_{CS}、および θ_{SA}) の和です。LM4701 の熱抵抗 θ_{JC} (接合部からケース) は 2 ℃ /W です。サーマロイのサーマコート熱コンパウンドを使うと、熱抵抗 θ_{CS}(ケースからシンク) は約 0.2 ℃ /W です。熱の流れ (電力消費) は電流に、熱抵抗は電気抵抗に、温度降下は電圧降下にそれぞれ類似しているので、LM4701 の電力消費は次のようになります。

$$P_{DMAX} = (T_{JMAX} - T_{AMB})/\theta_{JA} \quad (2)$$

ただし、T_{JMAX} = 150 ℃、T_{AMB} はシステムの周囲温度で、$\theta_{JA} = \theta_{JC} + \theta_{CS} + \theta_{SA}$ です。

式 (1) を使って、最大パッケージ消費電力が計算されると、ヒートシンクの最大熱抵抗 θ_{SA}(℃ /W 表示) が計算できます。この計算は、式 (2) で θ_{SA} を解いて得られる式 (3) を使って行われます。

$$\theta_{SA} = [(T_{JMAX} - T_{AMB}) - P_{DMAX}(\theta_{JC} + \theta_{CS})]/P_{DMAX} \quad (3)$$

θ_{SA} の値は、システム設計者のアンプに対する要求事項に依存することに注意して下さい。オーディオアンプが動作する周囲温度が通常の 25 ℃よりも高ければ、他の条件が同等だとして、ヒートシンクの熱抵抗は小さくする必要があります。

電源のバイパス

LM4701 はすぐれた電源除去特性をもち、安定化電源を必要としません。しかし、発振を防ぐだけでなく、システムの性能を上げるには、LM4701 は、パッケージの近くに短いリードの、低インピーダンスのコンデンサで、電源のラインをバイパスしなければなりません。電源のバイパスが不適切だと、“ モーターボーティング ” として知られている低周波の発振や高周波での不安定性として現れます。これらの不安定性は、低周波の変動を吸収するのに使われる大きなタンタル又は電解コンデンサ (10 µF 以上) および電源ラインを通した高周波のフィードバックを防ぐための小さなセラミック・コンデンサ (0.1 µF) を使っての複数のバイパスによって除かれます。

適切なバイパスがなされていないと、負荷電流の半波成分である電源ラインの電流は、内部回路にフィードバックされることがあります。この信号は高周波で歪みを生じるので、470 µF 以上の電解コンデンサを使い、パッケージの端子で電源をバイパスする必要があります。

ブリッジ・アンプ・アプリケーション

よく使われるパワーアンプの構成法のひとつが Figure 2 に示してあり、“ ブリッジ・モード ” 動作と呼ばれます。ブリッジ・モード動作は、出力負荷の片側がグラウンドに接続されている従来のシングルエンドのアンプ構成法とは異なります。

ブリッジ・アンプは負荷を差動でドライブし、そのため、電源電圧に対して出力のスイングを 2 倍にするので、シングルエンド構成に比べて、きわだった利点があります。その結果、理論的には、同じ条件のシングルエンドに比べて、4 倍の出力電力が可能となります。得られる出力電力は、アンプの出力が電流制限されたり、クリップしないことを仮定しています。

ブリッジ・アンプによって負荷へ供給される電力は増加しますが、内部消費電力の増加が生じます。ブリッジ構成の各アンプの内部消費電力は、シングルエンドの消費電力の 2 倍に増加します。ブリッジ構成では 2 つのアンプが使われているので、最大システム消費電力を計算するのには式 (1) で得られた値の 4 倍に増加します。

P_{DMAX} のこの値は、両方の IC が同じヒートシンクに実装されていると仮定して、ブリッジ・アンプのアプリケーションのためのヒートシンクを計算するのに使うことができます。ブリッジ・モードでは、電源電圧と負荷に対する内部消費電力がシングルエンドより大きくなるので、式 (3) で示されているように、ヒートシンク θ_{SA} はそれにしたがって減らさなければなりません。所定のアプリケーションのための適切なヒートシンクの詳細に関しては、**「正しいヒートシンクの選択」**の項を参照して下さい。

単電源アンプ・アプリケーション

LM4701 の代表的アプリケーションは両電源アンプです。しかし、Figure 3 に示されているように、LM4701 は単電源構成で使うこともできます。これには、入出力の基準として使われる中間電位バイアスをつくるために、いくつかの外付け部品を必要とします。信号は、両電源のアプリケーションではグラウンドを基準にスイングするのと同様に、中間電位を基準にスイングします。LM4701 のすべての機能を利用するには、回路の適切なバイアスとともに、他にもいくつかの考慮しなければなりません。

アプリケーション情報（つづき）

LM4701 は、中間電位を基準にした内部論理ゲート付きのミュートおよびスタンバイ機能を備えています。したがって、ミュートあるいはスタンバイ機能をイネーブルするには、これらのピンの電圧は中間電位よりも最低 2.5V 高くしなければなりません。単電源システムでは、ミュートやスタンバイ機能をコントロールするのに使われるマイクロプロセッサや論理回路デバイスは、通常、中間電位ではなく、グラウンドを基準に動作しています。LM4701 の論理回路をコントロールするのにこれらのデバイスを使うには、Figure 5 に示されているような“レベル・シフタ”を使わなければなりません。両電源構成では、グラウンドが中間電位なので、レベル・シフタは必要ありません。

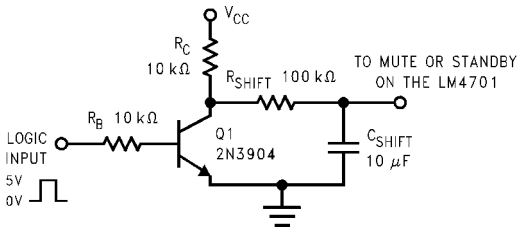


FIGURE 5. Level Shift Circuit

ロジック入力ノードの電圧が 0V のとき、2N3904 は“オフ”なので、抵抗 R_C が、ミュートあるいはスタンバイ入力を、電源へプルアップします。これにより、ミュートあるいはスタンバイ機能がイネーブルされます。ロジック入力が 5V のとき、2N3904 が“オン”になるので、コレクタの電圧は実質的に 0V となります。これにより、ミュートあるいはスタンバイ機能はディスエーブルされるので、アンプは通常の動作モードになります。R_{SHIFT} と C_{SHIFT} は、ミュートあるいはスタンバイ機能がイネーブルあるいはディスエーブルされたとき、トランジェントを抑える RC 時定数を設定します。さらに、R_{SHIFT} は、LM4701 の内部ロジック・ゲートによって流れる電流を制限し、デバイスの信頼性を保ちます。これらの機能のもっと詳細な説明については、**アプリケーション情報**の「ミュート・モード」と「スタンバイ・モード」の項を参照して下さい。

クリックとポップ

代表的なアプリケーションで示された、両電源のオーディオ・パワーアンプとして LM4701 を使用する場合、ミュートとスタンバイ機能の利用時には、優れた“クリック”および“ポップ”特性を示します。さらに、デバイスは、低電圧保護機能を備えており、電源の投入時あるいは遮断時の不要のトランジェントを除去します。これらの機能は、安定で一定の中間電位に基づいています。両電源のアプリケーションでは、グラウンドが安定中間電位となります。しかし、単電源のアプリケーションでは、電源電圧レール V_{CC} と同様、中間電位をチャージアップする必要があります。

このため、クリック・レス、ポップ・レスのターンオンを得るのは、難しいことです。LM4701 は差動入力段を使用しているので、アンプの入力に発生する不均一なチャージは、出力のクリックやポップを引き起こします。

トランジェントなしの電源投入と電源遮断を実現するためには、入力端子にあらわれる電圧は、理想的には同じでなくてはいけません。同じ電圧の信号は、同相となり、LM4701 により除去されます。Figure 3 では、抵抗 R_{INP} が、2 つのノードのあいだで電圧差を制限して、入力を同電位に保つ役をします。これにより、アンプの入力の不均一なチャージングによる、ターンオン・ポップが大幅に減少します。このチャージングは各アプリケーションの負荷に依存するので、システム設計者は、最適な性能を実現するため、これらの値を調整する必要があります。

Figure 3 に示されているように、抵抗 R_{BI} は、2N3904 のエミッタの中間電位ノードから LM4701 にバイアスを加えるのを助けます。負の帰還回路と入出力カップリング・コンデンサがあるため、2 つの異なった R_{BI}(10kΩ と 200kΩ) が必要となります。これらの抵抗が入力を同じ速度で引き上げる結果、ポップなしのターンオンが実現されます。これらの抵抗値をわずかに変えると、高速で立ち上がる電源によるポップを減らせる場合と、システムのターンオン時にオーバーシュートを生じさせてしまう場合があります。

オーディオ・パワーアンプの設計

25W/8Ω のオーディオアンプの設計

設定 :

出力電力	25Wrms
負荷インピーダンス	8Ω
入力レベル	1Vrms(max)
入力インピーダンス	47kΩ
帯域幅	20Hz から 20kHz ± 0.25dB

設計者は、まず、特定の出力パワーを得るのに必要な電圧と電流の両方に関して、電源の条件を決めなければなりません。V_{OPEAK} は式 (4) から、I_{OPEAK} は式 (5) から、それぞれ求めることができます。

$$V_{OPEAK} = \sqrt{(2 R_L P_O)} \quad (4)$$

$$I_{OPEAK} = \sqrt{(2 P_O)/R_L} \quad (5)$$

最大電源電圧を決めるのに、次のパラメータを考慮しなければなりません。ドロップアウト電圧をピーク出力電圧 V_{OPEAK} へ加え、電源電圧範囲を決めます (I_{OPEAK} での電源電圧)。無負荷時の電圧は電源のレギュレーションにより決まりますが、これは通常 15%高くなります。電源電圧は高い AC ライン条件でも 10%上昇します。したがって、最大電源電圧は次式から求められます。

最大電源電圧 ≈ ± (V_{OPEAK} + V_{OD}) (1 +レギュレーション) (1.1)

8Ω 負荷へ 25W の出力電力を供給する場合、必要な V_{OPEAK} は 20V です。V_{OPEAK} に V_{OD} を加えて、最小電源電圧は± 25V となります。レギュレーションを考慮して、最大電源電圧は 31.7V となり、必要な I_{OPEAK} は式 (5) から 2.5A となります。ここで、出力電力と電源電圧の関係をチェックし、低い THD + N を維持しながら、デバイスから必要な出力電力が得られることを確認します。又、必要な電源電圧と負荷インピーダンスで、必要なヒートシンクの値 θ_{SA} が、コストとサイズの制約のもとで実現可能であるかどうかも、検証しておくべきです。ヒートシンクの問題が検討されたら、式 (6) から必要なゲインが決定できます。

$$A_V \geq \sqrt{(P_O R_L)}/(V_{IN}) = V_{ORMS}/V_{INRMS} \quad (6)$$

式 (6) から、最小 A_V は : $A_V \geq 14.14$

ゲインに 21 を選び、フィードバック抵抗を $R_F = 20k\Omega$ とすると、式 (7) から R_I の値が得られます。

$$R_I = R_F (A_V - 1) \quad (7)$$

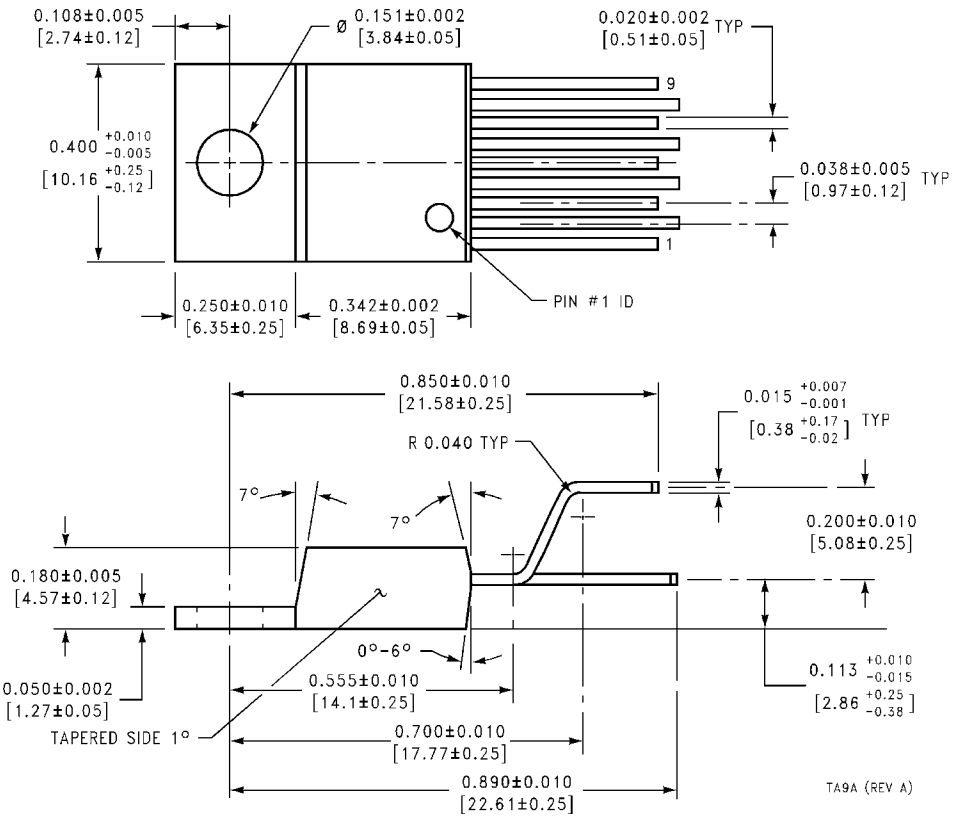
アプリケーション情報（つづき）

こうして、R_I = 1kΩ で、非反転利得は 21 となります。必要な入力インピーダンスは 47kΩ なので、R_{IN} には 47kΩ を選びます。最後のデザイン・ステップは、帯域幅の必要条件を検討することです。この条件は、− 3dB 周波数ポイントで表します。− 3dB ポイントから 5 倍離れると、パスバンド応答から 0.17dB 下がり、これは必要とされる± 0.25dB よりも良い値です。よって、低周波および高周波のポールはそれぞれ 4Hz と 100kHz になります。**「外付け部品の説明」** の項で述べられているように、C_I とともに R_I はハイパス・フィルタを形成します。

$C_I \geqq 1/(2\pi * k\Omega * 4\ Hz) = 39.8\mu F$;　39μF を使います。

高周波のポールは、望みの高周波のポール f_H と利得 A_V の積によって決められます。A_V = 21 および f_H = 100kHz のとき、GBWP は 2.1MHz となり、LM4701 の最小 GBWP の 5MHz 以下です。これにより、アンプの高周波応答は、20kHz で 0.17dB よりも落ちることはなく、デザインの帯域幅条件内に十分入ります。

外形寸法図 特記のない限り inches(millimeters)



For Staggered Lead Non-Isolated Package
Only a 9-Pin Package
Order Number LM4701T
NS Package Number TA9A

生命維持装置への使用について

弊社の製品はナショナル セミコンダクター社の書面による許可なくしては、生命維持用の装置またはシステム内の重要な部品として使用することはできません。

1. **生命維持用の装置またはシステムとは (a) 体内に外科的に使用されることを意図されたもの、または (b) 生命を維持あるいは支持するものをいい、ラベルにより表示される使用法に従って適切に使用された場合に、これの不具合が使用者に身体的障害を与えると予想されるものをいいます。**
2. **重要な部品とは、生命維持にかかわる装置またはシステム内のすべての部品をいい、これの不具合が生命維持用の装置またはシステムの不具合の原因となりそれらの安全性や機能に影響を及ぼすことが予想されるものをいいます。**

ナショナル セミコンダクター ジャパン株式会社

本社／〒 135-0042 東京都江東区木場 2-17-16　　TEL.(03)5639-7300

技術資料（日本語 / 英語）はホームページより入手可能です。
http://www.national.com/JPN/

その他のお問い合わせはフリーダイヤルをご利用下さい。
0120-666-116

本資料に掲載されているすべての回路の使用に起因する第三者の特許権その他の権利侵害に関して、弊社ではその責を負いません。また掲載内容は予告無く変更されることがありますのでご了承ください。